

Rec'd PCT/PTO 17 DEC 2004

PCT/CN03/00425

#2

10/518426

证 明

REC'D 09 JUL 2003	
WIPO	PCT

本证明之附件是向本局提交的下列专利申请副本

申 请 日： 2002 06 20

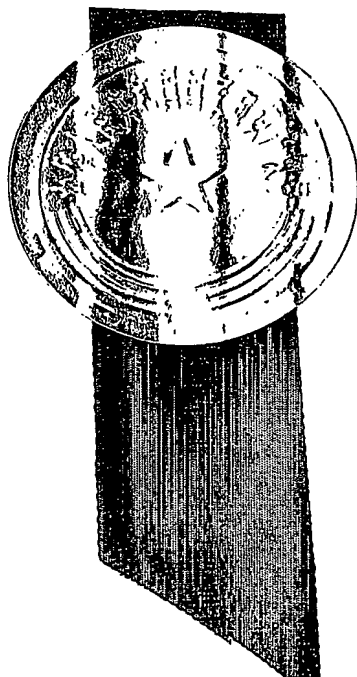
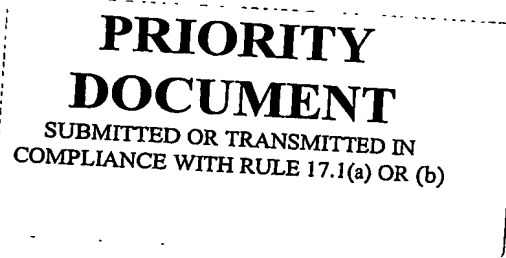
申 请 号： 02 1 21410.7

申 请 类 别： 发明

发明创造名称： 一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法

申 请 人： 大唐移动通信设备有限公司

发明人或设计人： 王映民； 冉晓龙



中华人民共和国
国家知识产权局局长

王 景 川

2003 年 6 月 11 日

权利要求书

1. 一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法，其特征在于包括以下处理步骤：

5 A. 编码器利用空时分组正交编码法，以输入数据中一时隙的两个独立数据块作为处理单元，编码生成两个数据矢量，形成两个分集信号对应两个分集天线上同时发送；

B. 终端接收两个分集信号，先忽略两个分集信号之间因非正交性造成的相互干扰；

10 C. 终端在仅考虑多径干扰和多用户干扰对两个分集信号影响的条件下进行联合检测，获得译码结果；

D. 利用联合检测结果进行干扰抵消，消除两分集信号之间的干扰，再返回步骤 C 执行，进行迭代译码。

15 2. 根据权利要求 1 所述的一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法，其特征在于：所述步骤 A 中的两个分集信号，对应两个智能天线的分集波束上同时发送。

3. 根据权利要求 1 所述的一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法，其特征在于：还包括预设一个迭代次数，决定由步骤 C 至步骤 D 再由步骤 D 返回步骤 C 执行的次数。

4. 根据权利要求 1 所述的一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方

20 法，其特征在于：所述的步骤 B 是将式 $\mathbf{A}^* \mathbf{T} \mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2)^* & (\mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2 \\ ((\mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2)^T & (\mathbf{A}_1^* \mathbf{T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^* \mathbf{T} \mathbf{A}_2)^*) \end{bmatrix}$

中右上角的块及左下角的块置为零，再解方程： $\hat{\mathbf{d}}_i = (\mathbf{B})^{-1} \mathbf{A}^* \mathbf{T} \mathbf{r}$ ，得到联合检测的简化方程， \mathbf{A}_1 、 \mathbf{A}_2 分别是第一、第二个发送分集天线至终端接收天线间信号传输的系统矩阵， \mathbf{A} 、 \mathbf{B} 是矩阵， $\hat{\mathbf{d}}_i$ 是接收数据块的连续估计值， \mathbf{r} 是接收数据块采样值， \mathbf{T} 是转置运算， $*$ 是共轭；

25 所述步骤 C 中的联合检测是根据联合检测简化方程：

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}(1) = B_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_2)^* \right) \\ \hat{\mathbf{d}}(2) = B_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_2 - (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_1)^* \right) \end{cases}$$

的连续估计值, B_s 是一矩阵, \mathbf{r}_1 、 \mathbf{r}_2 是两个接收数据块的采样值;

所述步骤 D 的利用联合检测结果进行干扰抵消, 进一步包括:

D1. 从接收到的数据信号中把一数据块 $\mathbf{d}(1)$ 的影响减掉, 由式:

$$5 \quad \begin{cases} \mathbf{r}'_1 = \mathbf{r}_1 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(1) \\ \mathbf{r}'_2 = \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(1) \end{cases}$$

得到 \mathbf{r}'_1 、 \mathbf{r}'_2 , 和从接收到的数据信号中把另一数据块 $\mathbf{d}(2)$ 的影响减掉, 由式:

$$\begin{cases} \mathbf{r}''_1 = \mathbf{r}_1 + \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(2) \\ \mathbf{r}''_2 = \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(2) \end{cases}$$

得到 \mathbf{r}''_1 、 \mathbf{r}''_2 ;

D2. 将结果 \mathbf{r}'_1 、 \mathbf{r}'_2 代入步骤 C 联合检测简化方程的下式中, 分别代替 \mathbf{r}_1 、
10 \mathbf{r}_2 , 将结果 \mathbf{r}''_1 、 \mathbf{r}''_2 代入步骤 C 联合检测简化方程的上式中, 分别代替 \mathbf{r}_1 、 \mathbf{r}_2 , 计算获得一次迭代结果 $\hat{\mathbf{d}}(1)$ 、 $\hat{\mathbf{d}}(2)$ 。

5. 根据权利要求 4 所述的一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法, 其特征在于所述的矩阵 B 由式:

$$B = \begin{cases} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} \end{cases} \quad \text{中选择一式计算得出, 包括通过匹配滤波方法或迫零-}$$

15 块均衡方法或最小均方误差-块均衡方法, σ^2 为噪声功率, \mathbf{I} 为单位阵;

所述的矩阵 B_s 由式:

$$B_s = \begin{cases} \mathbf{I} \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2)^* + \sigma^2 \mathbf{I} \end{cases} \quad \text{中选择一式计算得出, 包括通过匹配滤波}$$

方法或迫零-块均衡方法或最小均方误差-块均衡方法, σ^2 为噪声功率, \mathbf{I} 为单位阵。

6. 根据权利要求 4 所述的一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法, 其特征在于所述的系统矩阵 A_1 、 A_2 是由信道冲击响应和用户发送波形决定的。

一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方法

技术领域

本发明涉及移动通信技术领域，是一种适用于频率选择性衰落信道的空
5 时编码及其检测译码方法。

背景技术

空时编码是近年来提出的一种能够有效提高无线通信系统性能的最重要的
方案之一。空时编码的研究有两个分支：分层空时码 (layered space-time)
和基于发射分集的空时码 (space-time code)。其中，基于发射分集的空时码
10 又可分为空时分组码 (space-time block code) 和空时格码 (space-time
trellis code)。

随着高速无线通信技术的发展，信号的传输带宽和速率在不断地提高，使
传输一数据符号所需占用的时间也越来越少，导致无线传输信道的时延扩展变
得不可忽略，也即信道的频率选择性衰落变得越来越严重。

15 原有的空时编码和译码方案是基于平坦衰落信道设计的，而在频率选择性
衰落信道中，这些方案的性能会明显恶化，若改进算法，则因过于复杂而难以
实现。

进一步地说，在多用户频率选择性衰落信道中，符号间干扰 (ISI) 和多址
干扰 (MAI) 的同时存在给空时编译码的技术实现带来了很大的难度。从另一方
20 面来看，一些在频率选择性信道中对解决符号间干扰和多址干扰行之有效的方法，
如均衡、联合检测方法等，在采用了空时编码的情况下也会变得非常复杂，
甚至失效。

在第三代移动通信时分双工 (3GPP-TDD) 系统针对多用户频率选择性衰落
信道的原空时编解码方案中，只对基本的公用控制信道做空时编码；而第三代

移动通信频分双工(3GPP-FDD)系统中对大多数信道都采用空时编码。3GPP-TDD
中的空时编码方案最初是以一个符号为编解码单元(STTD),后来改为以一个
数据块(DATA FIELD)数据的一半符号为编解码单元(B-STTD)。由于这些方
案与未采用空时编解码方案相比较,不仅在技术方案上带来较大的变化,并且
带来较大的复杂性。因此,3GPP-TDD在V4.3中放弃了空时发送分集(STTD)
方案,而采用空码发送分集(SCTD)方案。采用空码发送分集(SCTD)技术,
虽然简化了接收处理过程,但却占用了码道资源,因要占用更多的码道,故而
无法扩充应用到其它信道,也无法扩充应用到多重分集。

有一种在频率选择性衰落信道中使用的空时编解码解决方案,通过变换
技术,将原来的高速数据变换到多个并行的低速信道上传输,从而可以利用
平坦衰落信道的空时码编译码方案。这种方案实际是一种空时-正交频分复
用(ST-OFDM)方法,因其实施将会完全改变现有物理层信号的结构和体制,
因而其实际应用受到很大的限制。

综上所述,空时编码是提高无线通信系统性能的一项重要技术,通常以
数据符号或符号串为编解码的处理单元,但是在频率选择性衰落信道情况
下,对系统性能的提高受到了计算复杂度的限制。

发明内容

本发明的目的是设计一种适用于频率选择性衰落信道的空时编译码方
法,该空时编码及其检测译码方法适用于频率选择性衰落信道,可以在频率
选择性衰落信道中以较小的计算复杂度达到良好的性能。

实现本发明目的的技术方案是这样的:一种适用于频率选择性衰落信道
的空时编译码方法,其特征在于包括以下处理步骤:

A. 编码器利用空时分组正交编码法,以输入数据中一时隙的两个独立
数据块作为处理单元,编码生成两个数据矢量,形成两个分集信号对应在两
个分集天线上同时发送;

B. 终端接收两个分集信号,先忽略两个分集信号之间因非正交性造成

的相互干扰;

C. 终端在仅考虑多径干扰和多用户干扰对两个分集信号影响的条件下进行联合检测, 获得译码结果;

5 D. 利用联合检测结果进行干扰抵消, 消除两分集信号之间的干扰, 再返回步骤 C 执行, 进行迭代译码。

所述步骤 A 中的两个分集信号, 可对应在两个智能天线的分集波束上同时发送。

还包括预设一个迭代次数, 决定由步骤 C 至步骤 D 再由步骤 D 返回步骤 C 执行的次数。

10 本发明的方法, 是一种新的适用于频率选择性衰落信道的空时编码及其检测译码方案。本发明提出的编译码方案以独立的数据块为处理单元, 译码采用联合检测加干扰抵消的迭代方法实现。进行联合检测时, 只考虑多径干扰和多用户干扰分别对各个分集信号的影响, 然后利用联合检测结果进行干扰抵消, 消除分集信号之间的干扰。

15 采用本发明提出的空时码编译码方案, 可以在频率选择性衰落信道中以较小的计算复杂度达到良好的性能, 为空时码在频率选择性信道中的应用提供了一种简单有效的解决方案。

附图说明

图 1 是分时段码分多址突发数据结构示意图;

20 图 2 是以数据块为处理单元时的空时编码器编码关系示意图;

图 3 是本发明简化的译码过程流程框图。

具体实施方式

在频率选择性衰落信道中, 存在相邻符号间的干扰 (ISI)。因此, 在通常的空时编码方式下, 不仅分集信号之间存在相互干扰, 而且相邻的编码单元之

间以及相邻的编码块之间也存在干扰,但若忽略这些干扰必然带来通信性能的恶化,而同时考虑这些干扰则又带来计算复杂度的极大增加。

本发明在编解码中采用独立的数据块作为处理单元,就不会存在相邻的编码单元之间以及相邻的编码块之间的干扰,为简化检测与译码处理提供了条件。

5 同时,这样的处理方法还可以在相当程度上与未采用空时编码的处理方案相近似和相兼容,对于许多针对符号间干扰(ISI)和多址干扰(MAI)所作的处理技术,只需作较小的改动,就可以用于有空时编码的情况。

参见图1,图中示出3GPP-TDD系统中的分时隙码分多址突发数据结构。并行的多用户或多码道的K个突发数据,每个时隙(Time Slot)含有两个数据块
10 (Data Blocks or Data Fields),数据块1(DATA FIFLD 1)和数据块2(DATA FIFLD 2),两数据块之间是中间码(midamble),因而两数据块是相互独立的,数据块之间是没有相互干扰的。时隙结尾是保护周期(GP)。每一数据块含有N个符号(N symbols),每个符号由Q个码片(Q chips/symbol)组成。

本发明在编码中采用独立的数据块作为处理单元,接收端的解码处理也以
15 数据块为单元进行。在3GPP-TDD系统中,这种方法对于应用于两重(理论上可以是多重,但复杂性增加且意义不大)发送分集中显得尤为简单。因此,只需对系统的信号结构和处理方法做较小的改动,就可以采用本发明的编解码方法。而且,由于参加空时编解码的两个数据块是独立的,它们之间没有相互干扰,就可以利用这个特点简化和改进检测译码方法,以较小的计算量或者说以较少
20 的迭代次数达到良好的检测性能。

参见图2,以数据块为处理单元的空时编码器20,其输入数据,即一个时隙中的信息数据矢量d可以表示为 $d=[d^T(1) d^T(2)]^T$,其中,d(1)和d(2)分别是相互独立的两个数据块,在3GPP-TDD系统中,它们可以是一个时隙中的两个数据块,式中T表示转置(transport)运算。经编码器20编码生成的编码后数
25 据为: $[d^T(1)d^T(2)]^T$ 和 $[-d^{*T}(2)d^{*T}(1)]^T$,式中*表示共扼。编码生成的两个数据矢量可以同时从两个不同的普通分集天线1和普通分集天线2发送出去,或者从

两个不同的智能天线分集波束 1 和智能天线分集波束 2 发送出去。换句话说，即同时由分集天线 1（或分集波束 1）发送数据矢量 $[d^T(1)d^T(2)]^T$ 和由分集天线 2（或分集波束 2）发送数据矢量 $[-d^{*T}(2)d^{*T}(1)]^T$ ，实现了空时分组码的编码过程。具体的编码采用常规的空时分组正交编码方法，对输入数据 $[d^T(1) d^T(2)]^T$ 编码，输出数据即为两个数据矢量： $[d^T(1)d^T(2)]^T$ 和 $[-d^{*T}(2)d^{*T}(1)]^T$ ，并分别在两个分集天线上同时发送。

下面说明相应于上述以数据块为处理单元时的空时编码方式的检测和译码方法，也可以说是一种对应数据块编码方案设计的检测译码方案，在此称之为原始的检测译码方法。

10 对应于一个数据块的数据可以表示为式（1）：

$$d(i) = (d_1^{(1)}, \dots, d_1^{(K)}, d_2^{(1)}, \dots, d_2^{(K)}, \dots, d_N^{(1)}, \dots, d_N^{(K)})^T \quad (1)$$

其中 i 为 1、2， K 表示同时工作的终端用户数， N 是一个用户数据块中的数据符号数。

15 将终端接收到的两个数据块的采样值记为 r_1 和 r_2 ，即使在频率选择性衰落信道中， r_1 和 r_2 之间也是没有相互干扰的。 r_1 和 r_2 可以表示为式（2）：

$$\begin{cases} r_1 = A_1 d(1) - A_2 d^*(2) + n_1 \\ r_2 = A_2 d^*(1) + A_1 d(2) + n_2 \end{cases} \quad (2)$$

其中 n_i 表示第 i 个数据块的噪声矢量。 A_i 是第 i 个发送天线与接收天线之间信号传输的系统矩阵。系统矩阵是由信道冲击响应和用户发送波形决定的。

式（2）可以被重写为式（3）：

$$20 \quad r = A d_t + n \quad (3)$$

其中， $r = [r_1^T, r_2^{*T}]^T$ ， $d_t = [d^T(1)d^{*T}(2)]^T$ ， $n = [n_1^T, n_2^{*T}]^T$ ，而：

$$A = \begin{bmatrix} A_1 & -A_2 \\ A_2^* & A_1^* \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式（4），可以得到：

$$\mathbf{A}^{*T}\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T}\mathbf{A}_2)^* & (\mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_2 \\ ((\mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_2)^* & \mathbf{A}_1^{*T}\mathbf{A}_1 + (\mathbf{A}_2^{*T}\mathbf{A}_2)^* \end{bmatrix} \quad (5)$$

矩阵 \mathbf{A} 在频率选择性衰落信道条件下不是正交矩阵。因此，在采用匹配滤波器时其性能将会恶化。为了得到更好的性能，可以给出最佳的线性联合检测方案。接收数据 \mathbf{d}_t 的连续估计值 $\hat{\mathbf{d}}_t$ 为：

$$\hat{\mathbf{d}}_t = (\mathbf{B})^{-1} \mathbf{A}^{*T} \mathbf{r} \quad (6)$$

式中的 $(\mathbf{B})^{-1}$ 的作用为干扰抑制（对 \mathbf{B} 作取逆运算）， $\mathbf{A}^{*T} \mathbf{r}$ 为正交匹配的结果。式中的矩阵 \mathbf{B} 由（7）式给出：

$$\mathbf{B} = \begin{cases} \mathbf{I} & \text{MF} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} & \text{ZF-BLE} \\ \mathbf{A}^{*T} \mathbf{A} + \sigma^2 \mathbf{I} & \text{MMSE_BLE} \end{cases} \quad (7)$$

式中 σ^2 为噪声功率， \mathbf{I} 为单位阵。式（7）表示出三种解决方法，其中 MF 是匹配滤波方案，ZF-BLE 是迫零-块均衡方案，MMSE_BLE 是最小均方误差_块均衡方案。

矩阵 \mathbf{B} 的大小为 $2NK \times 2NK$ ，由此可见式（6）的计算复杂度远远大于没有空时编码时的情况。因此若采用这种原始的联合检测算法，将不能实现本发明所要求的过程简化与计算量小的目的。

15 本发明在上述设计的基础上提出了一种简化的译码过程，具有计算量小的特点。

采用的简化算法是一种迭代算法，主要分两步进行：第一步，只考虑多径干扰和多用户干扰对各个分集信号的影响，令式（5）中右上角的块 $(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2$ 和左下角的块 $((\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2)^T - \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_2)^*$ 为零，然后解方程（6）；
20 第二步，用第一步解方程的结果进行干扰抵消，消除分集信号之间的干扰。这个过程可以多次迭代进行。

参见图 3，图中流程是本发明简化的译码过程。

步骤 31，终端接收数据。

步骤 32, 忽略由于分集信号之间的非正交性而造成的相互干扰, 令式 (5) 中右上角与左下角的两个块为零 (平坦衰落信道下就是零)。

步骤 33, 只考虑多径干扰和多用户干扰分别对各个分集信号的影响, 进行联合检测, 将方程 (6) 简化为:

$$\begin{cases} \hat{\mathbf{d}}(1) &= B_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_1 + \left(\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_2 \right)^* \right) \\ \hat{\mathbf{d}}(2) &= B_s^{-1} \left(\mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{r}_2 - \left(\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{r}_1 \right)^* \right) \end{cases} \quad (8)$$

简化的联合检测结果由式 (8) 给出, 式 (8) 中的矩阵 B_s 可由 (9) 式给出:

$$B_s = \begin{cases} \mathbf{I} & MF \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + \left(\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2 \right)^* & ZF-BLE \\ \mathbf{A}_1^{*T} \mathbf{A}_1 + \left(\mathbf{A}_2^{*T} \mathbf{A}_2 \right)^* + \sigma^2 \mathbf{I} & MMSE_BLE \end{cases} \quad (9)$$

式中 σ^2 为噪声功率, \mathbf{I} 为单位阵。计算矩阵 B_s 也有三种解决方法, 包括匹
10 配滤波方案 MF, 迫零-块均衡方案 ZF-BLE, 和最小均方误差_块均衡方案 MMSE_BLE。

矩阵 B_s 的大小为 $NK \times NK$, 方程 (8) 的计算复杂度远远小于方程 (6) 的计算复杂度, 和没有空时编码时的计算复杂度相当。

步骤 34, 判断迭代次数是否已大于或等于预设的迭代次数 M , 通常将 M 设为
15 1 或 2;

步骤 35, 在迭代次数已大于或等于预设的迭代次数 M 时, 将式 (8) 的计算结果直接作为译码结果输出;

步骤 36, 在迭代次数小于预设的迭代次数 M 时, 用式 (8) 的计算结果进行干扰抵消, 以消除分集信号之间的干扰, 即用干扰抵消的方法消除两路分集信
20 号之间的剩余干扰。

从接收到的数据信号中把 $\mathbf{d}(1)$ 的影响减掉, 由此得到 ‘干净的’ 信号表示为式 (10):

$$\begin{cases} \mathbf{r}'_1 &= \mathbf{r}_1 - \mathbf{A}_1 \hat{\mathbf{d}}(1) \\ \mathbf{r}'_2 &= \mathbf{r}_2 - \mathbf{A}_2 \hat{\mathbf{d}}^*(1) \end{cases} \quad (10)$$

和从接收到的信号中把 $d(2)$ 的影响减掉，由此得到 ‘干净的’ 信号表示为式 (11)：

$$\begin{cases} r_1'' = r_1 + A_2 \hat{d}^*(2) \\ r_2'' = r_2 - A_1 \hat{d}(2) \end{cases} \quad (11)$$

进行迭代，将式 (10) 的结果 r_1' 、 r_2' 代入式 (8) 的第二式中，分别代替 r_1 、 r_2 ；将式 (11) 的结果 r_1'' 、 r_2'' 代入式 (8) 的第一式中，分别代替 r_1 、 r_2 ，重新计算式 (8)，获得一次迭代后的译码结果。

然后可进行第二次迭代，即将式 (8) 的计算结果 $\hat{d}(1)$ 、 $\hat{d}(2)$ 再代入式 (10)、式 (11) 中，用求得的 r_1' 、 r_2' 、 r_1'' 、 r_2'' 再代入式 (8) 中，重新计算式 (8)，获得第二次迭代后的译码结果。

上述的迭代过程可以进行 M 次。这就是简化的联合检测算法。

实验表明，往往只需要较少的迭代次数，如 1-2 次，就可以接近原始的联合检测方法的性能。由此可以认为，本发明的简化的联合检测算法可以以较小的计算复杂度达到良好的性能。

本发明提出的空时编解码方法，参加编码的输入数据是以独立的数据块为处理单元，而不是传统的以数据符号或符号串为处理单元，相应的简化译码方法具有计算复杂度较小、性能优良的特点。

本发明为空时码在频率选择性信道中的应用提供了一种简单有效的解决方案。

说明书附图

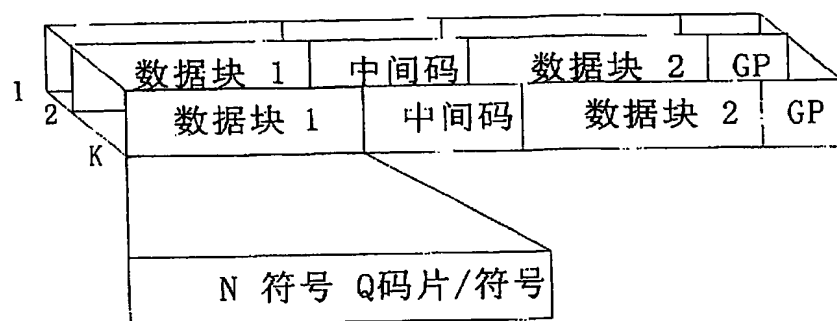


图 1

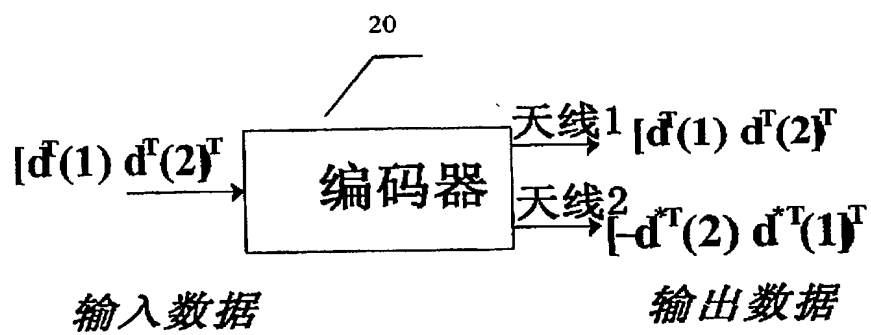


图 2

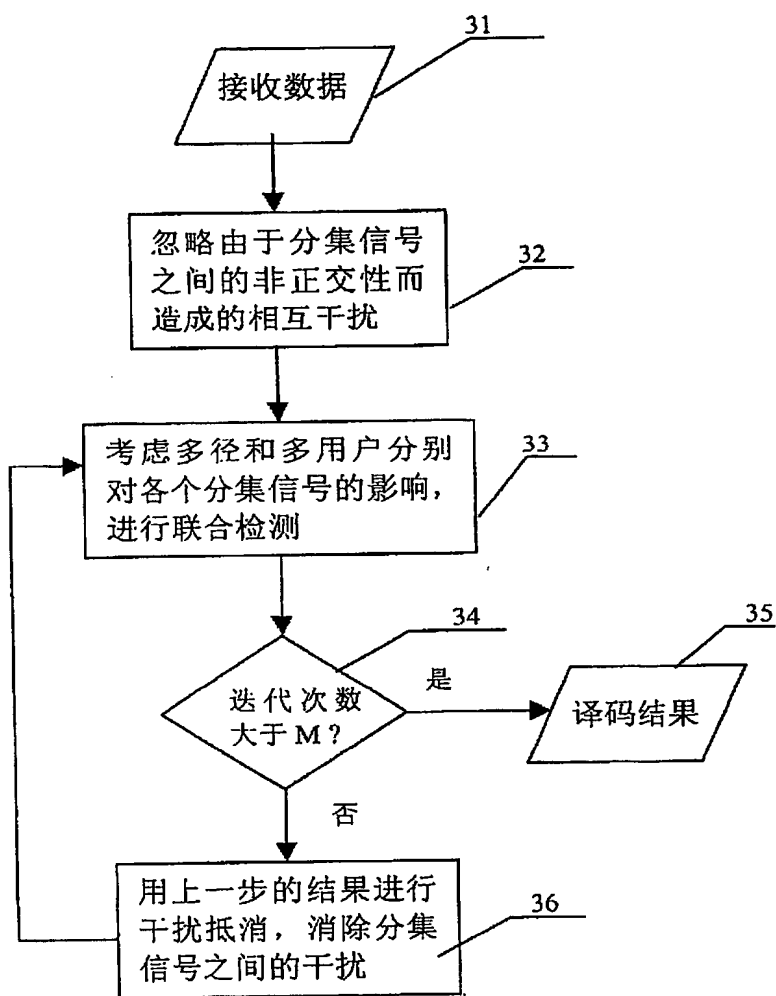


图 3